PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 05-114823
(43)Date of publication of application : 07.05.1993

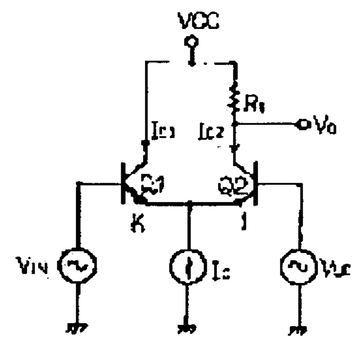
(51)Int.Cl. H03D 7/12
H03F 3/45

(21)Application number : 03-302340
(22)Date of filing : 22.10.1991

(71)Applicant : NEC CORP
(72)Inventor : KIMURA KATSUHARU

(54) FREQUENCY MIXER CIRCUIT

(57)Abstract:
PURPOSE: To provide the frequency mixer circuit which consists of a small number of elements and can operate with even a low voltage.
CONSTITUTION: Transistors(TR) Q1 and Q2 are an unbalanced differential couple of TRs whose common connected emitters are set to a K:1 size ratio (K>1) and a constant current source I0 is driven, but a 1st AC signal (voltage VIN) is applied to the base of the Q1 and a 2nd AC current (voltage VLO) is applied to the base of the Q2. Here,-IC1=(αFI0+ΔI)/2 and IC2=(αFI0-ΔI)/2 hold and IC1-IC2=ΔI includes the components of the sum of and difference between two frequencies fIN and fLO. The components of the sum of and difference between the two frequencies fIN and fLO are converted by a load resistance RL into voltages because of V0=VCC-RLIC2.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]	27.10.1995
[Date of sending the examiner's decision of rejection]	08.06.1999
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]	
[Date of final disposal for application]	
[Patent number]	
[Date of registration]	
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]	
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]	
[Date of extinction of right]	

CLAIMS

[Claim(s)]
[Claim 1] differential pair transistor which emitter size becomes from the transistor which is two [different, respectively]; ; by which it has the constant current source and; which drive the aforementioned differential pair transistor, and, as for the aforementioned differential pair transistor, the 1st alternating current signal is impressed to the base of one transistor, and the 2nd alternating current signal is impressed to the base of the transistor of another side -- frequency mixer circuit characterized by things

---

[Translation done.]

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]
[0001]
[Industrial Application] this invention relates to the frequency mixer circuit which starts a frequency mixer circuit, especially is formed in a bipolar accumulation time on the street.
[0002]
[Description of the Prior Art] The conventional frequency mixer circuit is the reference voltage VF of the current source (Q13) of the differential amplifier (Q11, Q12), as shown in drawing 2 . The 1st signalling frequency (voltage VIN) is made to superimpose. the composition which impresses the 2nd signalling frequency (voltage VLO) to the opposite input of the differential amplifier -- or As shown in drawing 3 , it is the composition of impressing the 1st signalling frequency (voltage VIN) to the 1st input pair of the analog multipliers 31, such as the Gilbert multiplier, and impressing the 2nd signalling frequency (voltage VLO) to the 2nd input pair. Hereafter, each circuit is explained in order.
[0003] In drawing 2 , the current characteristic of the junction diode which constitutes a transistor is expressed with a formula 1. In addition, it sets to a formula 1 and is IE. An emitter current and information separator For the saturation current and q, a unit electron charge and VBE are [a Boltzmann's constant and T of the voltage between base emitters and k] absolute temperature.
[0004]
[Equation 1]

$$I_E = I_S \{\exp(\frac{qV_{BE}}{kT}) - 1\}$$

[0005] if [here] VT =kT/q -- VBE>>VT it is . Therefore, in a formula 1 if exp(VBE/VT)>>1, it is emitter-current IE. It can approximate like a formula 2.
[0006]
[Equation 2]

$$I_E \simeq I_S \exp(\frac{V_{BE}}{V_T})$$

[0007] At this time, it is collector-current IC13 of a transistor Q13. It becomes like a formula 3.
[0008]
[Equation 3]

$$I_{C13} = I_{S13} \exp(\frac{V_F + V_{IN}}{V_T})$$

[0009] And constant current source I0 When it sets like a formula 4, it is collector-current IC13. It becomes like a formula 5.
[0010]
[Equation 4]

$$I_o = I_{S13} \exp(\frac{V_F}{V_T})$$

[0011]
[Equation 5]

$$I_{C13} = I_o \exp(\frac{V_{IN}}{V_T})$$

[0012] Moreover, input voltage VLO is the difference of the voltage VBE11 between base emitters of a transistor Q11, and the voltage VBE12 between base emitters of a transistor Q12, as shown in a formula 6.
[0013]
[Equation 6]

$$V_{BE11} - V_{BE12} = V_{LO}$$

[0014] VBE11 and VBE12 -- a formula 7 -- said -- 8 -- like -- assuming -- moreover, the formula 7 -- said -- information separator11 in 8 information separator12 As shown in a formula 9, when it assumes that it is equal, the input voltage VLO of a formula 6 can be expressed like a formula 10. [then,]
[0015]
[Equation 7]

$$V_{BE11} = V_T \ln(\frac{I_{C11}}{I_{S11}})$$

[0016]
[Equation 8]

$$V_{BE12} = V_T \ln(\frac{I_{C12}}{I_{S12}})$$

[0017]
[Equation 9]

$$I_{S11} = I_{S12}$$

[0018]
[Equation 10]

$$V_T \ln(\frac{I_{C11}}{I_{C12}}) = V_{LO}$$

[0019] Moreover, alphaF When it is a current amplification factor, it is collector-current IC11. This IC12 The sum serves as a formula 11.
[0020]
[Equation 11]

$$I_{C11} + I_{C12} = \alpha_F I_{C13}$$

[0021] consequently, the formula 10 -- said -- collector-current IC11 from 11, and this IC12 a formula 12 -- said -- it can be found with 13
[0022]
[Equation 12]

$$I_{C11} = \frac{\alpha_F I_{C13}}{1 + \exp(-\frac{V_{LO}}{V_T})}$$

[0023]
[Equation 13]

$$I_{C12} = \frac{\alpha_F \ I_{C13}}{1+\exp(\frac{V_{LO}}{V_T})}$$

[0024] Therefore, difference current deltaI1 of both collector currents It can express with a formula 14.
[0025]
[Equation 14]

$$\Delta I_1 = I_{C1} - I_{C2}$$

$$= \alpha_F \ I_{C13} \tanh(\frac{V_{LO}}{2V_T})$$

[0026] Here, since tanhx is expressed like a formula 15 and exp x is expressed like a formula 16, when a formula 14 is developed using this, a formula 17 is obtained and the term of input voltage VIN and product VIN-VLO of this VLO is included in difference current deltaI1.
[0027]
[Equation 15]

$$\tanh x = x - \frac{1}{3}x^3 \cdots\cdots \qquad (|x| \ll 1)$$

[0028]
[Equation 16]

$$\exp x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \cdots\cdots$$

[0029]
[Equation 17]

$$\Delta I_1 = \alpha_F \ I_0(1+\frac{V_{IN}}{V_T}+\frac{1}{2}\frac{V_{IN}^2}{V_T^2}+\cdots\cdots)(\frac{V_{LO}}{2V_T}-\frac{1}{3}\frac{V_{LO}^3}{8V_T^3}\cdots\cdots)$$

$$= \alpha_F \ I_0(\frac{V_{LO}}{2V_T}-\frac{1}{24}\frac{V_{LO}}{V_T^3}+\frac{V_{IN}\bullet V_{LO}}{2V_T^2}-\frac{V_{IN}\bullet V_{LO}^3}{24V_T^4}+\frac{V_{IN}^2\bullet V_{LO}}{4V_T^3}$$

$$-\frac{V_{IN}^2\bullet V_{LO}^3}{48V_T^5}\cdots\cdots)$$

[0030] Then, if a formula 18 and input voltage VLO are set for input voltage VIN like a formula 19, product VIN-VLO will serve as a formula 20, and the sum of 2 cycle (fIN, fL0) and the component of a difference will be obtained. And the factor which specifies the frequency characteristic is the frequency characteristic (fT) of the transistor used chiefly so that clearly from a formula 20. That is, it is a frequency mixer circuit with a good RF property.
[0031]
[Equation 18]

$$V_{IN} = |V_{IN}| \cos 2\pi f_{IN} t$$

[0032]

[Equation 19]
$$V_{LO} = |V_{LO}| \cos 2\pi f_{LO} t$$

[0033]
[Equation 20]
$$V_{IN} \cdot V_{LO} = \frac{1}{2} |V_{IN}| \; |V_{LO}| \; [\cos \{2\pi (f_{IN} + f_{LO}) t\} + \cos \{2\pi (f_{IN} - f_{LO}) t\}]$$

[0034] here -- IC11 and IC12 the oak and these which are differential current -- a formula 21 -- said -- it is expressed 22 and ** (1/2) deltaI1 is included, respectively That is, IC11 IC12 What is necessary is just to carry out voltage conversion. At drawing 2 , it is IC12. Load resistance RL Voltage conversion is carried out.
[0035]
[Equation 21]
$$I_{C11} = \frac{1}{2} (\alpha_F \; I_O + \Delta I_1)$$

[0036]
[Equation 22]
$$I_{C12} = \frac{1}{2} (\alpha_F \; I_O - \Delta I_1)$$

[0037] Next, it sets to drawing 3 and is output voltage VO. It is expressed with a formula 23. In addition, in a formula 23, A is a unity gain.
[0038]
[Equation 23]
$$V_O = A V_{IN} V_{LO}$$

[0039] this -- a formula 18 -- said -- if 19 is substituted, a formula 20 and the same formula 24 are obtained and this analog multiplier 31 is similarly used with the frequency mixer circuit
[0040]
[Equation 24]
$$V_O = \frac{A}{2} |V_{IN}| \; |V_{LO}| \; [\cos \{2\pi (f_{IN} + f_{LO}) t\} + \cos \{2\pi (f_{IN} - f_{LO}) t\}]$$

[0041]
[Problem(s) to be Solved by the Invention] There are the following problems in the conventional frequency mixer circuit mentioned above. First, it is difficult to make a signal superimpose on a constant current source in the circuit shown in drawing 2 . Moreover, in the circuit shown in drawing 3 , since the circuitry of a multiplier has many transistor counts, NF deteriorates, and unless it makes circuit current increase, a good RF property is not acquired.
[0042] The purpose of this invention can aim at reduction of degradation of NF, and is to offer the frequency mixer circuit from which a good RF property is acquired by the few consumed electric current.
[0043]
[Means for Solving the Problem] In order to attain the aforementioned purpose, the frequency mixer circuit of this invention has the composition like a degree. That is, the frequency mixer circuit of this invention is a differential pair transistor which emitter size becomes from the transistor which is two [different, respectively].; Constant current source which drives the

aforementioned differential pair transistor; It has, as for the aforementioned differential pair transistor, the 1st alternating current signal is impressed to the base of one transistor, and the 2nd alternating current signal is impressed to the base of the transistor of another side.; It is characterized by things.
[0044]
[Function] Next, an operation of the frequency mixer circuit of this invention constituted is explained like the above. A subject constitutes one differential pair transistor which emitter size becomes from the transistor which is two [different, respectively], i.e., the so-called unbalance differential pair transistor, from this invention. Therefore, reduction of the number of circuit elements can be aimed at, and degradation of NF decreases. Moreover, since it can operate by the low battery, a good RF property is acquired by the few consumed electric current.
[0045]
[Example] Hereafter, the example of this invention is explained with reference to a drawing. Drawing 1 shows the frequency mixer circuit concerning one example of this invention. This frequency mixer circuit is the constant current source I0 which drives one differential pair transistor (Q1, Q2) and this differential pair transistor. It has fundamentally, an alternating current signal (the 1st) (voltage VIN) is impressed to the base of one transistor Q1, and an alternating current signal (the 2nd) (voltage VLO) is impressed to the base of the transistor Q2 of another side.
[0046] here -- a transistor Q1 -- said -- although the size (area) of the emitter by which common connection is made constitutes an unbalance differential pair transistor different, respectively, Q2 sets the emitter size ratio to Q1:Q2=K:1 (K> 1), and explains operation below
[0047] Voltage V1 When it is input voltage VIN and the difference voltage of this VLO like a formula 25, it is this difference voltage V1. It is the difference of the voltage between base emitters of both transistors like a formula 26.
[0048]
[Equation 25]

$$V_1 = V_{IN} - V_{LD}$$

[0049]
[Equation 26]

$$V_1 = V_{BE1} - V_{BE2}$$

[0050] here -- the voltage between base emitters of both transistors -- the aforementioned formula 7 -- said -- the same formula 27 as 8 -- said -- it can express with 28
[0051]
[Equation 27]

$$V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}}$$

[0052]
[Equation 28]

$$V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}}$$

[0053] And about the saturation current information separator 1 and this information separator2, since an emitter size ratio is K, it is connected like a formula 29.
[0054]
[Equation 29]

$$I_{S1} = K I_{S2}$$

[0055] Therefore, the ratio of collector-current IC1 of both transistors and this IC2 serves as a formula 30.

[0056]
[Equation 30]

$$\frac{1}{K}\,\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)$$

[0057] Moreover, alphaF When it is a current amplification factor, the relation of a formula 31 between a constant current source I0, and collector-current IC1 of both transistors and this IC2 is.
[0058]
[Equation 31]

$$I_{C1} + I_{C2} = \alpha_F\ I_0$$

[0059] therefore, collector-current IC1 of both transistors and this IC2 -- a formula 32 -- said -- it can be found with 33
[0060]
[Equation 32]

$$I_{C1} = \frac{\alpha_F\ I_0}{1 + \frac{1}{K}\exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)}$$

[0061]
[Equation 33]

$$I_{C2} = \frac{\alpha_F\ I_0}{1 + K\ \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)}$$

[0062] Here, it is VT about K. VK concerning this invention VK which will start this invention if it uses and a definition is given like a formula 34 It can express like a formula 35.
[0063]
[Equation 34]

$$K = \exp\left(\frac{V_K}{V_T}\right)$$

[0064]
[Equation 35]

$$V_K = V_T\ \ln K$$

[0065] then, the formula 32 -- said -- 33 -- respectively -- a formula 36 -- said -- it can rewrite with 37
[0066]
[Equation 36]

$$I_{C1} = \frac{\alpha_F\ I_0}{1 + \exp\left(-\frac{V_1 + V_K}{V_T}\right)}$$

[0067]
[Equation 37]

$$I_{C2} = \frac{\alpha_F\ I_0}{1 + \exp\left(\frac{V_1 + V_K}{V_T}\right)}$$

[0068] Therefore, difference current deltaI of both collector currents can be expressed as a formula 38.
[0069]

[Equation 38]

$$\Delta I = I_{c1} - I_{c2}$$

$$= \alpha_F \ I_0 \tanh\left(\frac{V_1 + V_K}{2V_T}\right)$$

[0070] And when it develops using the aforementioned formula 15, it becomes a formula 39 and is the difference voltage V1 in difference current deltaI. The term of a square is included. This is given with the aforementioned formula 25. then, input voltage VIN and this VLO -- the aforementioned formula 18 -- said -- if a definition is given like 19 -- difference voltage V1 A square can be found with a formula 40.

[0071]

[Equation 39]

$$\Delta I = \alpha_F \ I_0 \ \left\{\frac{V_1 + V_K}{2V_T} - \frac{1}{3}\ \frac{(V_1 + V_K)^3}{8V_T^3}\cdots\cdots\right\}$$

$$= \alpha_F \ I_0\left\{\frac{V_1 + V_K}{2V_T} - \frac{1}{24V_T^3}\left(V_1^3 + V_K^3 + 3V_K\ V_1^2 + 3V_K^2\ V_1\right)\cdots\right\}$$

$$= -\frac{\alpha_F \ I_0}{V_T^3}\left\{\frac{1}{24}V_K^3 - \frac{1}{2}V_T^2\ V_K + \left(\frac{1}{8}V_K^2 - \frac{1}{2}V_T^2\right)V_1 + \frac{1}{8}V_K\ V_1^2\right.$$

$$\left. + \frac{1}{24}V_1^3\cdots\cdots\right\}$$

[0072]

[Equation 40]

$$V_1^2 = (V_{IN} - V_{LO})^2$$

$$= (|V_{IN}|\cos 2\pi f_{IN}t - |V_{LO}|\cos 2\pi f_{LO}t)^2$$

$$= |V_{IN}|^2\cos^2 2\pi f_{IN}t + |V_{LO}|^2\cos^2 2\pi f_{LO}t$$

$$-2|V_{IN}|\ |V_{LO}|\cos 2\pi f_{IN}t\cos 2\pi f_{LO}t$$

$$= \frac{1}{2}|V_{IN}|^2 + \frac{1}{2}|V_{LO}|^2 + \frac{1}{2}|V_{IN}|^2\cos 2\pi\ (2f_{IN})\ t$$

$$+ \frac{1}{2}|V_{LO}|^2\cos 2\pi\ (2f_{LO})\ t - |V_{IN}|\ |V_{LO}|\cos 2\pi\ (f_{IN}$$

$$+ f_{LO})\ t \ - |V_{IN}|\ |V_{LO}|\cos 2\pi\ (f_{IN} - f_{LO})\ t$$

[0073] That is, the sum of 2 cycle (fIN, fLO) and the component of a difference are contained in difference current deltaI. since both collector-currents IC1 and this IC2 are differential current here -- respectively -- a formula 41 -- said -- it can express 42

[0074]

[Equation 41]

$$I_{C1}=\frac{1}{2}(\alpha_F I_0+\Delta I)$$

[0075]
[Equation 42]

$$I_{C2}=\frac{1}{2}(\alpha_F I_0-\Delta I)$$

[0076] Therefore, output voltage VO It can be found with a formula 43 and the sum of 2 cycle (fIN, fLO) and the component of a difference are load resistance RL. It is changed into voltage.
[0077]
[Equation 43]

$$\begin{aligned} V_O &= V_{CC}-R_L I_{C2} \\ &= V_{CC}-\frac{1}{2}R_L(\alpha_F I_0-\Delta I) \\ &= V_{CC}-\frac{1}{2}\alpha_F I_0 R_L+\frac{1}{2}R_L \Delta I \end{aligned}$$

[0078] In addition, even if it changes difference current deltaI and collector-current IC1 into voltage, it is the same, and in any case, there is little consumed electric current, and, moreover, a frequency mixer circuit with the good frequency characteristic is obtained at it.
[0079]
[Effect of the Invention] Since one differential pair transistor which emitter size becomes from the transistor which is two [different, respectively], i.e., the so-called unbalance differential pair transistor, was constituted to the subject according to the frequency mixer circuit of this invention as explained above, reduction of the number of circuit elements can be aimed at, and operation becomes possible by the low battery. Consequently, it is effective in the ability to offer the frequency mixer circuit from which degradation of NF decreases and a good RF property is acquired by the few consumed electric current.

[Translation done.]

* NOTICES *

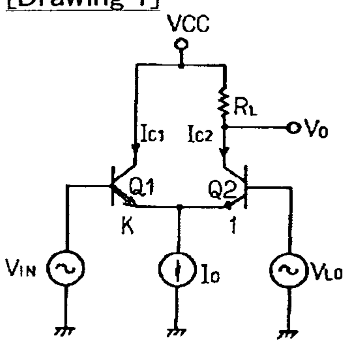
DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]
[Drawing 1] It is the circuit diagram of the frequency mixer circuit concerning one example of this invention.
[Drawing 2] It is the circuit diagram of the conventional frequency mixer circuit.
[Drawing 3] It is the circuit diagram of the conventional frequency mixer circuit.
[Description of Notations]
Q1 Transistor
Q2 Transistor
I0 Constant current source
VIN Input voltage
VLO Input voltage
VO Output voltage
VCC Supply voltage

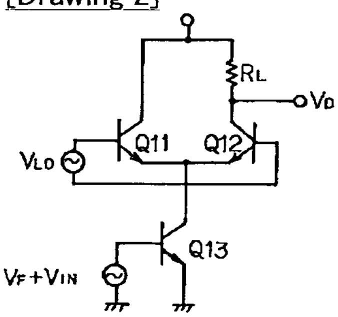
[Translation done.]

DRAWINGS

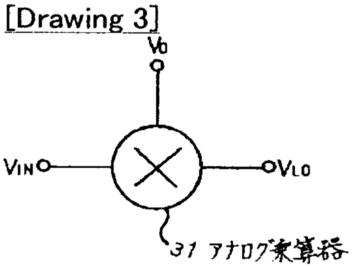
[Drawing 1]



[Drawing 2]



[Drawing 3]



[Translation done.]

(19)日本国特許庁（ＪＰ）　(12) 公開特許公報（Ａ）　(11)特許出願公開番号

特開平5－114823

(43)公開日　平成５年(1993)５月７日

(51)Int.Cl.⁵	識別記号	庁内整理番号	ＦＩ	技術表示箇所
Ｈ０３Ｄ　7/12	Ｂ	8836－５Ｊ		
Ｈ０３Ｆ　3/45	Ｚ	7328－５Ｊ		

審査請求　未請求　請求項の数１（全　７　頁）

(21)出願番号　特願平3－302340

(22)出願日　平成３年(1991)10月22日

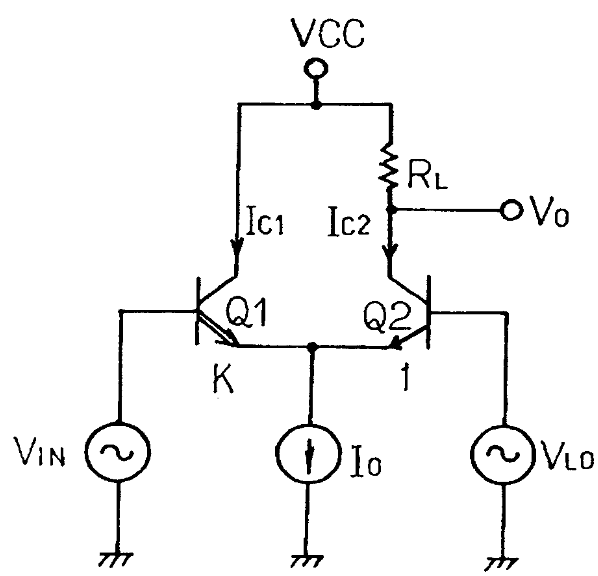
(71)出願人　000004237
日本電気株式会社
東京都港区芝五丁目７番１号

(72)発明者　木村　克治
東京都港区芝五丁目７番１号　日本電気株式会社内

(74)代理人　弁理士　八幡　義博

(54)【発明の名称】　周波数ミキサ回路

(57)【要約】
【目的】　素子数が少なく、かつ低電圧から動作可能な周波数ミキサ回路を提供する。
【構成】　トランジスタＱ１、Ｑ２は、共通接続されるエミッタのサイズ（面積）比がＫ：１（Ｋ＞１）である不平衡差動対トランジスタであり、定電流源 I_0 で駆動されるが、Ｑ１のベースに第１の交流信号（電圧 V_{IN}）が印加され、又、Ｑ２のベースに第２の交流信号（電圧 V_{LO}）が印加される。$I_{C1}=(\alpha_F\ I_0+\Delta I)/2$、$I_{C2}=(\alpha_F\ I_0-\Delta I)/2$ であり、$I_{C1}-I_{C2}=\Delta I$ には f_{IN}、f_{LO} の２周波の和と差の成分が含まれる。$V_0=VCC-R_L\ I_{C2}$ であるから、f_{IN}、f_{LO} の２周波の和と差の成分が負荷抵抗 R_L によって電圧に変換される。



【特許請求の範囲】
【請求項1】　エミッタサイズがそれぞれ異なる２つのトランジスタからなる差動対トランジスタと；　前記差動対トランジスタを駆動する定電流源と；を備え、前記差動対トランジスタは一方のトランジスタのベースに第１の交流信号が印加され、他方のトランジスタのベースに第２の交流信号が印加される；ことを特徴とする周波数ミキサ回路。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【産業上の利用分野】本発明は、周波数ミキサ回路に係り、特にバイポーラ集積回路上に形成される周波数ミキサ回路に関する。
【０００２】
【従来の技術】従来の周波数ミキサ回路は、図２に示すように、差動増幅器（Ｑ１１、Ｑ１２）のカレントソース（Ｑ１３）の基準電圧V_Fに第１の周波数信号（電圧V_{IN}）を重畳させ、差動増幅器の対入力に第２の周波数信号（電圧V_{LO}）を印加する構成か、或は、図３に示すように、ギルバートマルチプライヤなどのアナログ乗算器３１の第１の入力対に第１の周波数信号（電圧V_{IN}）を印加し、第２の入力対に第２の周波数信号（電圧V_{LO}）を印加する構成である。以下、各回路について順に説明する。
【０００３】図2において、トランジスタを構成する接合ダイオードの電流特性は、数式１で表される。なお、数式１において、I_Eはエミッタ電流、I_Sは飽和電流、ｑは単位電子電荷、V_{BE}はベース・エミッタ間電圧、ｋはボルツマン定数、Ｔは絶対温度である。
【０００４】
【数１】
$$I_E = I_S \{\exp(\frac{q V_{BE}}{k T}) - 1\}$$
【０００５】ここで、$V_T = kT/q$とすると、$V_{BE} \gg V_T$である。従って、数式１において、$\exp(V_{BE}/V_T) \gg 1$とすると、エミッタ電流I_Eは数式２のように近似できる。
【０００６】
【数２】
$$I_E \simeq I_S \exp(\frac{V_{BE}}{V_T})$$
【０００７】このとき、トランジスタＱ１３のコレクタ電流I_{C13}は数式３のようになる。
【０００８】
【数３】
$$I_{C13} = I_{S13} \exp(\frac{V_F + V_{IN}}{V_T})$$
【０００９】そして、定電流源I_0を数式４のようにおくと、コレクタ電流I_{C13}は、数式５のようになる。
【００１０】
【数４】
$$I_0 = I_{S13} \exp(\frac{V_F}{V_T})$$
【００１１】
【数５】
$$I_{C13} = I_0 \exp(\frac{V_{IN}}{V_T})$$
【００１２】また、入力電圧V_{LO}は、数式６に示すように、トランジスタＱ１１のベース・エミッタ間電圧V_{BE11}とトランジスタＱ１２のベース・エミッタ間電圧V_{BE12}の差である。
【００１３】
【数６】
$$V_{BE11} - V_{BE12} = V_{LO}$$
【００１４】そこで、V_{BE11}とV_{BE12}を数式７、同８のように仮定し、また数式７と同８におけるI_{S11}とI_{S12}は数式９に示すように等しいと仮定すると、数式６の入力電圧V_{LO}は数式１０のように表せる。
【００１５】
【数７】
$$V_{BE11} = V_T \ln(\frac{I_{C11}}{I_{S11}})$$
【００１６】
【数８】
$$V_{BE12} = V_T \ln(\frac{I_{C12}}{I_{S12}})$$
【００１７】
【数９】
$$I_{S11} = I_{S12}$$
【００１８】
【数１０】
$$V_T \ln(\frac{I_{C11}}{I_{C12}}) = V_{LO}$$
【００１９】また、α_Fを電流増幅率とすると、コレクタ電流I_{C11}と同I_{C12}の和は数式１１となる。
【００２０】
【数１１】
$$I_{C11} + I_{C12} = \alpha_F I_{C13}$$
【００２１】その結果、数式１０と同１１とから、コレクタ電流I_{C11}、同I_{C12}は、数式１２、同１３と求まる。
【００２２】

【数１２】

$$I_{C11} = \frac{\alpha_F \ I_{C13}}{1+\exp(-\frac{V_{LO}}{V_T})}$$

【００２３】

【数１３】

$$I_{C12} = \frac{\alpha_F \ I_{C13}}{1+\exp(\frac{V_{LO}}{V_T})}$$

【００２４】従って、両コレクタ電流の差電流ΔI_1は数式１４で表せる。

【００２５】

【数１４】

$$\Delta I_1 = I_{C1} - I_{C2}$$
$$= \alpha_F \ I_{C13} \tanh\left(\frac{V_{LO}}{2V_T}\right)$$

【００２６】ここで、tanh x は数式１５のように表され、exp x は数式１６のように表されるので、これを用いて数式１４を展開すると、数式１７が得られ、差電流ΔI_1には入力電圧V_{IN}と同V_{LO}の積$V_{IN} \cdot V_{LO}$の項が含まれる。

【００２７】

【数１５】

$$\tanh x = x - \frac{1}{3}x^3 \cdots\cdots \qquad (|x| \ll 1)$$

【００２８】

【数１６】

$$\exp x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \cdots\cdots$$

【００２９】

【数１７】

$$\Delta I_1 = \alpha_F \ I_0 \left(1 + \frac{V_{IN}}{V_T} + \frac{1}{2}\frac{V_{IN}^2}{V_T^2} + \cdots\cdots\right)\left(\frac{V_{LO}}{2V_T} - \frac{1}{3}\frac{V_{LO}^3}{8V_T^3}\cdots\cdots\right)$$

$$= \alpha_F \ I_0 \left(\frac{V_{LO}}{2V_T} - \frac{1}{24}\frac{V_{LO}}{V_T^3} + \frac{V_{IN} \cdot V_{LO}}{2V_T^2} - \frac{V_{IN} \cdot V_{LO}^3}{24V_T^4} + \frac{V_{IN}^2 \cdot V_{LO}}{4V_T^3} - \frac{V_{IN}^2 \cdot V_{LO}^3}{48V_T^5}\cdots\cdots\right)$$

【００３０】そこで、入力電圧V_{IN}を数式１８、入力電圧V_{LO}を数式１９のようにおくと、積$V_{IN} \cdot V_{LO}$は数式２０となり、２周波（f_{IN}、f_{LO}）の和と差の成分が得られる。そして、数式２０から明らかなように、周波数特性を規定する因子は、専ら使用するトランジスタの周波数特性（f_T）である。即ち、高周波特性の良好な周波数ミキサ回路となっている。

【００３１】

【数１８】

$$V_{IN} = |V_{IN}| \cos 2\pi f_{IN} t$$

【００３２】

【数１９】

$$V_{LO} = |V_{LO}| \cos 2\pi f_{LO} t$$

【００３３】

【数２０】

$$V_{IN} \cdot V_{LO} = \frac{1}{2}|V_{IN}|\,|V_{LO}| \left[\cos\{2\pi(f_{IN}+f_{LO})t\} + \cos\{2\pi(f_{IN}-f_{LO})t\}\right]$$

【００３４】ここで、I_{C11}、I_{C12}は差動電流であるなら、これらは数式２１、同２２と表され、それぞれ±（１／２）ΔI_1を含んでいる。つまり、I_{C11}やI_{C12}を電圧変換すれば良いのである。図２ではI_{C12}が負荷抵抗R_Lによって電圧変換される。

【００３５】

【数２１】

$$I_{c11} = \frac{1}{2}(\alpha_F\ I_0 + \Delta I_1)$$

【0036】
【数22】

$$I_{c12} = \frac{1}{2}(\alpha_F\ I_0 - \Delta I_1)$$

【0037】次に、図3において、出力電圧V_0 は数式２３で表される。なお、数式２３において、Ａはユニティゲインである。
【0038】
【数２３】

$$V_0 = A V_{IN} V_{LO}$$

【００３９】これに数式１８、同１９を代入すると、数式２０と同様の数式２４が得られ、このアナログ乗算器３１を用いるものも同様に周波数ミキサ回路となっているのである。
【００４０】
【数２４】

$$V_0 = \frac{A}{2}|V_{IN}|\,|V_{LO}|\,[\cos\{2\pi(f_{IN}+f_{LO})t\} + \cos\{2\pi(f_{IN}-f_{LO})t\}]$$

【００４１】
【発明が解決しようとする課題】上述した従来の周波数ミキサ回路には、次のような問題がある。まず、図２に示す回路では、定電流源に信号を重畳させることが困難である。また、図３に示す回路では、乗算器の回路構成はトランジスタ数が多いので、ＮＦが劣化し、回路電流を増加させないと良好な高周波特性が得られない。
【００４２】本発明の目的は、ＮＦの劣化の低減が図れ、少ない消費電流で良好な高周波特性が得られる周波数ミキサ回路を提供することにある。
【００４３】
【課題を解決するための手段】前記目的を達成するために、本発明の周波数ミキサ回路は次の如き構成を有する。即ち、本発明の周波数ミキサ回路は、エミッタサイズがそれぞれ異なる２つのトランジスタからなる差動対トランジスタと；　前記差動対トランジスタを駆動する定電流源と；　を備え、前記差動対トランジスタは一方のトランジスタのベースに第１の交流信号が印加され、他方のトランジスタのベースに第２の交流信号が印加される；　ことを特徴とするものである。
【００４４】
【作用】次に、前記の如く構成される本発明の周波数ミキサ回路の作用を説明する。本発明では、エミッタサイズがそれぞれ異なる２つのトランジスタからなる１つの差動対トランジスタ、即ち、所謂不平衡差動対トランジスタを主体に構成される。従って、回路素子数の低減が図れ、ＮＦの劣化が少なくなる。また、低電圧で動作可能であるので、少ない消費電流で良好な高周波特性が得られる。
【００４５】
【実施例】以下、本発明の実施例を図面を参照して説明する。図１は、本発明の一実施例に係る周波数ミキサ回路を示す。この周波数ミキサ回路は、１つの差動対トランジスタ（Ｑ１、Ｑ２）と、この差動対トランジスタを駆動する定電流源I_0 とを基本的に備え、一方のトランジスタＱ１のベースに（第１の）交流信号（電圧V_{IN}）が印加され、他方のトランジスタＱ２のベースに（第２の）交流信号（電圧V_{LO}）が印加される。
【００４６】ここに、トランジスタＱ１、同Ｑ２は、共通接続されるエミッタのサイズ（面積）がそれぞれ異なる不平衡差動対トランジスタを構成するが、そのエミッタサイズ比をＱ１：Ｑ２＝Ｋ：１（Ｋ＞１）とし、以下動作を説明する。
【００４７】電圧V_1 を数式２５のように入力電圧V_{IN}と同V_{LO}の差電圧とすると、この差電圧V_1 は数式２６のように両トランジスタのベース・エミッタ間電圧の差である。
【００４８】
【数２５】

$$V_1 = V_{IN} - V_{LO}$$

【００４９】
【数２６】

$$V_1 = V_{BE1} - V_{BE2}$$

【００５０】ここで、両トランジスタのベース・エミッタ間電圧は、前記数式７、同８と同様の数式２７、同２８で表せる。
【００５１】
【数２７】

$$V_{BE1} = V_T \ln\frac{I_{C1}}{I_{S1}}$$

【００５２】
【数２８】

$$V_{BE2} = V_T \ln\frac{I_{C2}}{I_{S2}}$$

【００５３】そして、飽和電流I_{S1}、同I_{S2}については、エミッタサイズ比がＫであるから、数式２９のように関係付けられる。
【００５４】

【数２９】

$$I_{S1} = K I_{S2}$$

【００５５】従って、両トランジスタのコレクタ電流I_{C1}、同I_{C2}の比は数式３０となる。

【００５６】

【数３０】

$$\frac{1}{K}\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)$$

【００５７】また、α_Fを電流増幅率とすると、定電流源I_0と両トランジスタのコレクタ電流I_{C1}、同I_{C2}との間には数式３１の関係がある。

【００５８】

【数３１】

$$I_{C1} + I_{C2} = \alpha_F I_0$$

【００５９】従って、両トランジスタのコレクタ電流I_{C1}、同I_{C2}は数式３２、同３３と求まる。

【００６０】

【数３２】

$$I_{C1} = \frac{\alpha_F I_0}{1 + \frac{1}{K}\exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)}$$

【００６１】

【数３３】

$$I_{C2} = \frac{\alpha_F I_0}{1 + K\exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)}$$

【００６２】ここで、KをV_Tと本発明に係るV_Kとを用いて数式３４のように定義すると、本発明に係るV_Kは数式３５のように表せる。

【００６３】

【数３４】

$$K = \exp\left(\frac{V_K}{V_T}\right)$$

【００６４】

【数３５】

$$V_K = V_T \ln K$$

【００６５】すると、数式３２、同３３は、それぞれ数式３６、同３７と書き換えることができる。

【００６６】

【数３６】

$$I_{C1} = \frac{\alpha_F I_0}{1 + \exp\left(-\frac{V_1 + V_K}{V_T}\right)}$$

【００６７】

【数３７】

$$I_{C2} = \frac{\alpha_F I_0}{1 + \exp\left(\frac{V_1 + V_K}{V_T}\right)}$$

【００６８】従って、両コレクタ電流の差電流ΔIは数式３８と表せる。

【００６９】

【数３８】

$$\begin{aligned}\Delta I &= I_{C1} - I_{C2} \\ &= \alpha_F I_0 \tanh\left(\frac{V_1 + V_K}{2V_T}\right)\end{aligned}$$

【００７０】そして、前記数式１５を用いて展開すると、数式３９となり、差電流ΔIには差電圧V_1の２乗の項が含まれている。これは、前記数式２５で与えられる。そこで、入力電圧V_{IN}、同V_{LO}を前記数式１８、同１９のように定義すると、差電圧V_1の２乗は、数式４０と求まる。

【００７１】

【数３９】

$$\Delta I = \alpha_F\ I_0\ \left\{\frac{V_1+V_K}{2V_T}-\frac{1}{3}\ \frac{(V_1+V_K)^3}{8V_T^3}\cdots\cdots\right\}$$

$$=\alpha_F\ I_0\left\{\frac{V_1+V_K}{2V_T}-\frac{1}{24V_T^3}(V_1^3+V_K^3+3V_K\ V_1^2+3V_K^2\ V_1)\cdots\right\}$$

$$=-\frac{\alpha_F\ I_0}{V_T^3}\left\{\frac{1}{24}V_K^3-\frac{1}{2}V_T^2\ V_K+\left(\frac{1}{8}V_K^2-\frac{1}{2}V_T^2\right)V_1+\frac{1}{8}V_K\ V_1^2\right.$$

$$\left.+\frac{1}{24}V_1^3\cdots\cdots\right\}$$

【００７２】

【数４０】

$$V_1^2=(V_{IN}-V_{LO})^2$$

$$=(|V_{IN}|\cos 2\pi f_{IN}t-|V_{LO}|\cos 2\pi f_{LO}t)^2$$

$$=|V_{IN}|^2\cos^2 2\pi f_{IN}t+|V_{LO}|^2\cos^2 2\pi f_{LO}t$$

$$-2|V_{IN}|\ |V_{LO}|\cos 2\pi f_{IN}t\cos 2\pi f_{LO}t$$

$$=\frac{1}{2}|V_{IN}|^2+\frac{1}{2}|V_{LO}|^2+\frac{1}{2}|V_{IN}|^2\cos 2\pi(2f_{IN})t$$

$$+\frac{1}{2}|V_{LO}|^2\cos 2\pi(2f_{LO})t-|V_{IN}|\ |V_{LO}|\cos 2\pi(f_{IN}$$

$$+f_{LO})t\ -|V_{IN}|\ |V_{LO}|\cos 2\pi(f_{IN}-f_{LO})t$$

【００７３】即ち、差電流ΔIには、２周波（f_{IN}、f_{LO}）の和と差の成分が含まれる。ここに、両コレクタ電流I_{C1}、同I_{C2}は、差動電流であるから、それぞれ数式４１、同４２と表せる。

【００７４】

【数４１】

$$I_{C1}=\frac{1}{2}(\alpha_F\ I_0+\Delta I)$$

【００７５】

【数４２】

$$I_{C2}=\frac{1}{2}(\alpha_F\ I_0-\Delta I)$$

【００７６】従って、出力電圧V_0は、数式４３と求まり、２周波（f_{IN}、f_{LO}）の和と差の成分が負荷抵抗R_Lによって電圧に変換される。

【００７７】

【数４３】

$$V_0=V_{CC}-R_L\ I_{C2}$$

$$=V_{CC}-\frac{1}{2}R_L(\alpha_F\ I_0-\Delta I)$$

$$=V_{CC}-\frac{1}{2}\alpha_F\ I_0\ R_L+\frac{1}{2}R_L\ \Delta I$$

【００７８】なお、差電流ΔIやコレクタ電流I_{C1}を電圧に変換しても同様であり、何れの場合にも、消費電流が少なく、しかも周波数特性の良好な周波数ミキサ回路が得られる。

【００７９】

【発明の効果】以上説明したように、本発明の周波数ミキサ回路によれば、エミッタサイズがそれぞれ異なる２

つのトランジスタからなる１つの差動対トランジスタ、即ち、所謂不平衡差動対トランジスタを主体に構成したので、回路素子数の低減が図れ、低電圧で動作可能となる。その結果、ＮＦの劣化が少なくなり、また、少ない消費電流で良好な高周波特性が得られる周波数ミキサ回路を提供できる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明の一実施例に係る周波数ミキサ回路の回路図である。

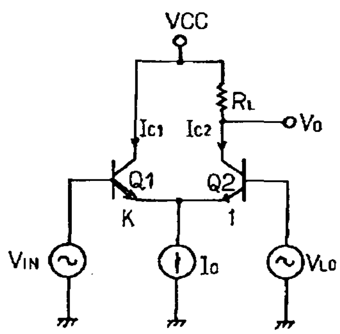
【図２】従来の周波数ミキサ回路の回路図である。

【図３】従来の周波数ミキサ回路の回路図である。

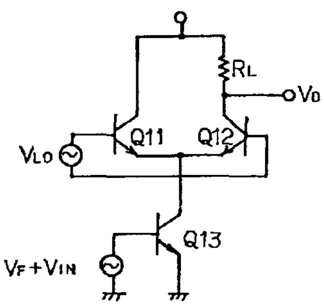
【符号の説明】

Ｑ１　トランジスタ
Ｑ２　トランジスタ
I_0　定電流源
V_{IN}　入力電圧
V_{LO}　入力電圧
V_0　出力電圧
ＶＣＣ　電源電圧

【図１】



【図２】



【図３】